

CMOS 光飛行時間型距離画像センサー

川 人 祥 二

CMOS Time-of-Flight Range Image Sensors

Shoji KAWAHITO

This article describes CMOS time-of-flight (TOF) range image sensors and their pixel devices, so-called lock-in pixels. The CMOS-TOF range image sensors are categorized into two types; direct and indirect TOF measurement types. The direct TOF measurement uses a direct measurement of photon arrival timing using a single photon avalanche diode (SPAD) and a precise time-to-digital converter. In the indirect TOF measurement, the TOF is estimated by a mechanism of time-dependent photo charge modulation. Sinusoidal or pulsed light modulations are used for phase or delay measurements by demodulating it in the lock-in pixels. Lock-in pixels are realized with CCD-like devices implemented based on CMOS technologies or device structures compatible with standard CMOS image sensor technology or a little modification of it. Recent trend shows that pinned photodiodes based lock-in pixels in standard CMOS technology are becoming popular. This article discusses the principle, operation and performance of these TOF range imaging methods and devices and their performance limitations.

Key words: time of flight measurement, single photon avalanche diode, charge demodulation pixel, lock-in pixel, CMOS image sensor

CMOS 半導体集積回路技術に基づき, time of flight (TOF) 法によって距離計測を行う距離画像センサーは, 機械的な可動部品を用いることなく全電子式による低コストなシステムで距離画像計測を行う手段として注目され, 最近実用化が進んでいる. CMOS (complementary metal oxide semiconductor) の名が示すとおり, CMOS-TOF 距離画像センサーは受信した変調光の位相の変化あるいはパルス光の飛行に伴う遅れ時間に反応する半導体受光素子構造を画素ごとに形成し, CMOS 回路により距離情報を計測するセンサーである. 基本原理として, TOF を直接時間領域で計測する直接 TOF 計測法と, TOF に依存した物理量の変化とそれを時間的变化に換算するための時間基準を用いて計測する間接 TOF 計測法がある. 直接 TOF 法に用いられる SPAD (single photon avalanche diode) では, 入射した単一フォトンにより発生したキャリアをアバランシ増倍を用いて電氣的パルスに変換して, その到来時刻を TDC (time to digital converter) により計測する. 間接 TOF 法としては, 例えば光パルス到来時刻によって検出

される光電荷が変化する半導体構造を用いる. 光源の面照射とエリアセンサーによる画素ごとの同時計測により, 可動部品を不要とし, 距離画像を動画として獲得することができるため, 従来の三次元画像計測法が使用できなかった多くの用途での応用が期待されている. 一方, 環境光の影響等による応用上の課題もあり, それらの克服など活発な研究開発が展開されている.

本稿では, 代表的な CMOS-TOF 距離画像センサーを取り上げ, その動作原理, 特徴, 性能および性能限界等について解説し, 今後の動向や応用についても触れる.

1. 直接 TOF 計測法による距離画像センサー

直接 TOF 計測法による距離画像センサーでは, フォトンの到来タイミングを各画素において直接時間領域で求める. そのため, 短いパルス幅 (100 ps 以下) の光パルスを送信し, 高速に応答する受信機で電氣的パルスを生成する. レーザーを光源とした一点検出の TOF センサーとは異なり, 検出器を二次元に配列した距離画像センサーの場合

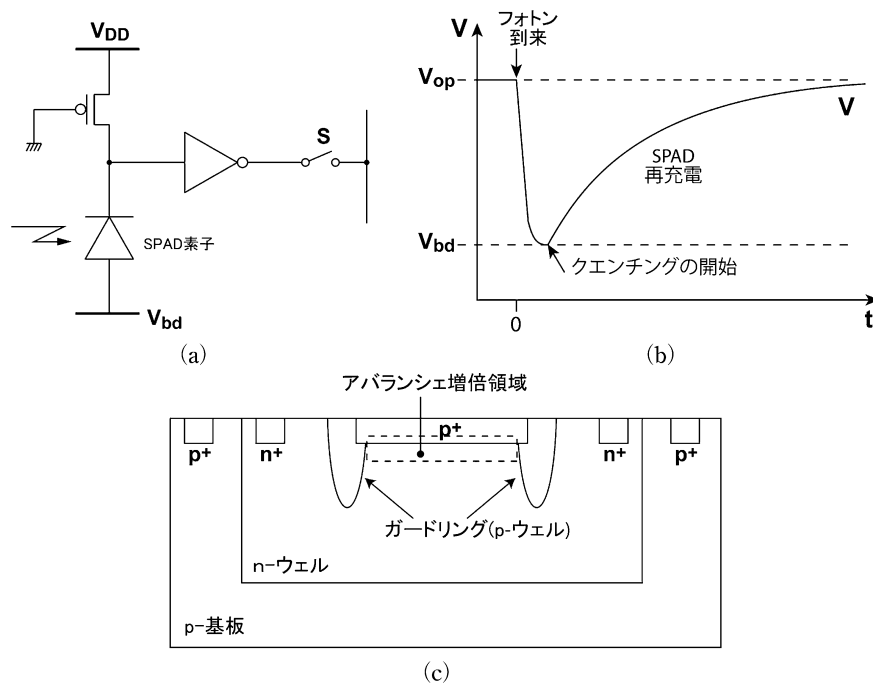


図1 SPAD (single-photon avalanche diode) を用いた画素構成とその断面構造. (a) 画素回路構成, (b) 動作, (c) SPAD の断面構造.

合, 画素あたりの光のエネルギーが十分でなく, 一般の撮像素子に用いられる pn 接合フォトダイオードと検出回路では高速な応答が困難である. そこで, 直接 TOF 計測法を用いた距離画像センサーでは, 単一フォトンの検出を行うアバランシフォトダイオード SPAD (single photon avalanche diode) が用いられる. SPAD の画素構成, 動作原理図および素子断面構造を図 1 に示す¹⁾. SPAD のカソードにアバランシ増倍が発生する大きな負電圧 (V_{bd}) を加えておくと, 1 フォトンの入射で発生した電子がアバランシ増倍を生じ, 大電流が流れる. これにより SPAD のアノードの電圧がいったん負側に大きく振れ, V_{bd} に達すると増倍が停止する. その後は, アバランシ増倍で発生し蓄積された電子は, 負荷として接続された p 型 MOSFET によって放電し, 再び初期電圧に戻る (クエンチング (quenching) 動作). その波形を CMOS インバーターにより整形することで, 1 フォトンの到来時刻を開始点とする電気パルスが生成される. このような 1 フォトン を 1 つの電気パルスに変換する電子増倍動作は, ガイガーモードともよばれる. 出力に発生するパルスは 1 個のフォトンの検出によって生じるものである. SPAD はフォトンカウンティングを行う素子であるといえる. アバランシ増倍の速度は非常に速いので, 出力パルスの発生タイミングによりフォトンの到来時刻を知ることができ, 光の飛行時間の測定に利用することができる. 実際には, 1 個のフォトンの到来時刻の測定では揺らぎが大きいので, 測定を何度も繰り返して

行い, 平均値処理により分解能を向上させている. SPAD の断面構造を図 1 (c) に示す. 標準の CMOS 工程において, 受光部となる n-well と p+ 拡散層底面との間の pn 接合によってアバランシ増倍を発生させる. p+ 拡散層の周辺部は p-well によるガードリングを形成し, ブレークダウン電圧よりも低い電圧でのソフトなブレークダウンが生じるのを防いでいる.

発生した電気パルスによる TOF の測定には, 時間の変化をデジタル値に変換する TDC が用いられる. SPAD が CMOS 集積回路技術を用いて実現される特徴を生かして, TDC をオンチップで集積化している. 図 2 に, SPAD を用いた距離画像センサーに用いられる TDC の回路構成と動作タイミング図を示す. 図 1 (a) のインバーターの出力は, 画素選択スイッチ S がオンになると出力信号線に接続され, TDC に接続される. 図 2 は, ある画素が選択され TDC に接続されたときの回路構成を示している. トリガーパルスによって短時間光パルスを送信し, 同時に RS フリップフロップをセットする. 光パルスを受信し, SPAD を用いて発生した電気パルスによって RS フリップフロップをリセットすると, 光飛行時間 TOF に相当するパルス幅をもったゲート信号を生成することができる. これを高速クロックのゲーティングに用い, カウンターによってカウントすることにより, TOF を計測することができる. これをカウンターだけで行うのは, 時間分解能を高くする上で限界がある. 例えば, 1 mm の距離分解能に

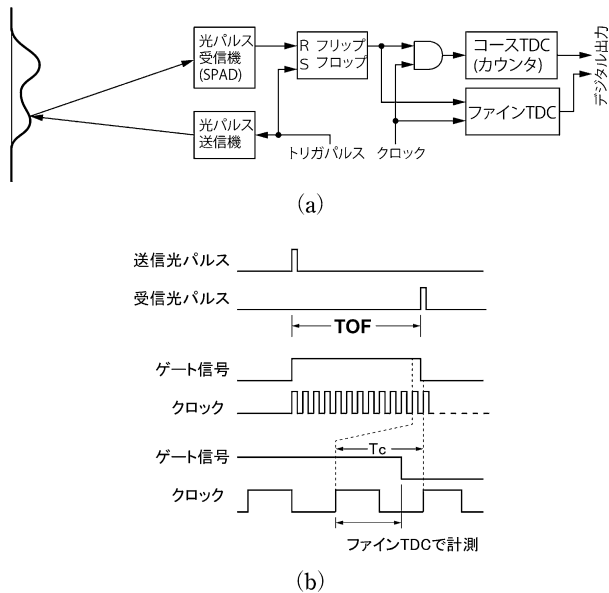


図2 TDC (時間-デジタル変換回路) の構成と動作。
(a) 回路構成, (b) 動作。

相当する TOF 時間分解能は 6.6 ps であり、カウンターのクロック周波数は 150 GHz まで高める必要があるが、これは最先端の CMOS 技術を用いても簡単に実現できる周波数ではない。クロック周波数を高くすることなく、高時間分解能を得る方法として、サブレンジング法が用いられる。これは図 2 に示すように、TDC をコースとファインに分け、粗い (coarse) 計測をカウンターで行い、1 クロックの周期未満の時間分解能の細かい (fine) 計測をファイン TDC で行う。ファイン TDC の構成法としては、インバーターチェーンの出力をゲート信号でラッチする方法等がある。インバーター 1 段あたりの遅延は、最先端の集積回路技術を用いれば 10 ps 未満とすることができ、10 ps 未満の時間分解能を得ることができる。このような画素構造をもった TOF 距離画像センサーとしては、最初に 32×32 画素のセンサーが試作され、150 ps のレーザーパルスを用いて 1.8 mm の分解能が得られている¹⁾。また、SPAD を用いた最多画素数の TOF 距離画像センサーとして、32 個の 10 ビット TDC を集積化した 128×128 画素の TOF 距離画像センサーが試作されている²⁾。10 ビット TDC には 3 段階のサブレンジング技術が使われており、ファイン TDC を DLL (delay locked loop) とインバーターチェーンによる 2 段で構成している。

SPAD を用いた直接 TOF 計測法は、フォトンの到来タイミングを直接デジタル計測することから、高い距離精度を得るうえでは利点がある。しかし時間の計測には回路構成の複雑な TDC が必要となるため、多画素になると回路規模が膨大になり、画素間の計測の同時性を高めるために

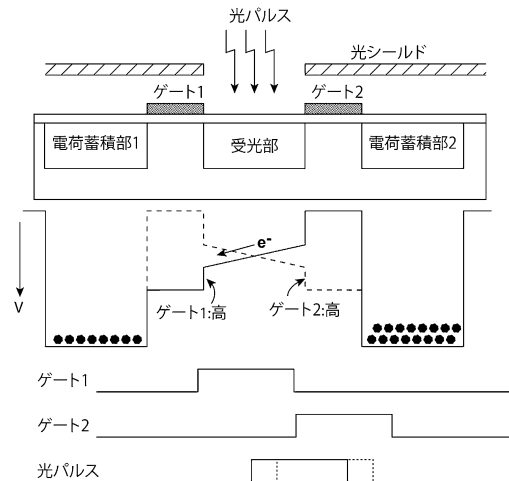


図3 電荷振り分け法による光パルス遅れ時間検出の原理。

は TDC の数を増やす必要がある。したがって、SPAD を用いた直接 TOF 計測法は、あまり高い空間分解能が求められない用途に適している。

2. 間接 TOF 計測法による距離画像センサー

間接 TOF 法では、光で発生したキャリアの検出と蓄積量が、光の到来タイミングに依存して変化する半導体素子構造を利用して光の飛行時間を計測する。このような原理を TOF 距離画像センサーに応用する試みは、1995 年ごろから報告されている^{3,4)}。高速な電荷転送が必要であるため、当初は CCD の技術が用いられた。図 3 に、光パルスの到来時刻に依存した電荷検出を行うロックインピクセルの基本構造を示す。受光部においてパルス光を受信し、光電子を発生させる。同時に発生するホールは基板に流れる。2つのゲート (ゲート 1, 2) に交互にパルスを加えることによって、発生した光電子を 2つの電荷蓄積部 (電荷蓄積部 1, 2) のいずれかに高速に転送する。光検出部およびゲート下の領域では、ゲートを開いた際に完全空乏化し、十分にフリンジング電界が利用できるようにして高速に電子を移動させる。2つのゲートを開くタイミングに対して、光パルスが等分にまたがるように到来すると、2つの電荷蓄積部の電荷量は等量になる。光パルスが遅れて到来すると (破線)、ゲート 2 のパルスとの重なりが増え、第 2 の電荷蓄積部の電荷量が増え、第 1 の電荷蓄積部の電荷量が減る。つまり、2つの蓄積部の電荷量の差は、光パルスの遅延時間に依存する。物体までの距離 L は、光の往復時間 t_d と光の速度 c を用いて $L = (1/2)ct_d$ の関係にあるので、遅延時間が 2つの蓄積部の電荷量の差から推定できれば、物体までの距離を求めることができる。また、このような構造を画素ごとに作りこめば、画素ごとに同時並行で

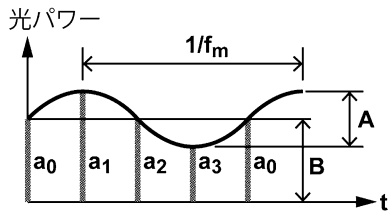


図4 4点サンプリングを用いた正弦波変調信号の位相遅れ検出.

距離計測を行うことができるので、動画像として距離画像を得ることができる。

このような電荷振り分けロックインピクセルにより距離情報を得るための光の変調方法として、正弦波変調またはパルス変調が用いられる。図4は、正弦波変調された信号の1周期に対して、4点のサンプリングを行うことで、変調光の位相遅れを検出する原理図を示している。基本原理としては、サンプリング点ごとに4つの電荷蓄積部に繰り返し電荷転送を行い、蓄積する。サンプリング周波数の4分の1の周波数における離散フーリエ変換における位相成分を求める計算を適用すれば、4つの出力 a_0, a_1, a_2, a_3 を用いて、変調光の位相 φ は、次式で求めることができる。

$$\varphi = \arctan \frac{a_0 - a_2}{a_1 - a_3} \quad (1)$$

光の遅れ時間は、 $t_d = \varphi / 2\pi f_m$ により求められる。ここで、 f_m は、変調周波数である。4点サンプリング法では、図4に示すオフセット光成分(図4のB)が式(1)の演算によりキャンセルされ、センサーが飽和しない限りにおいて背景光に影響を受けることなく距離の算出が可能である。ただし背景光にはショットノイズがあり、後で述べるように、これが距離分解能に影響する。

4点サンプリングによる距離センサーの原理検証素子としては、実際に受光部から4つの蓄積部に転送する4タップ方式が試作されたが、十分なダイナミックレンジや距離分解能を得るために蓄積部に十分な電荷量を保持しようとすると、画素全体の面積が大きくなるため、最初に開発されたTOF距離画像センサーでは、図5に示す1タップ型ロックインピクセルが用いられた。これは、CMOS集積回路の製造プロセスをベースとして、図5に示す単層電極アレイによるCCDの構造のための工程を加えてCCD-CMOS混在型製造プロセスによって実現されている。ゲート電極PGM, PGL, PGR部を受光部として、PGL, PGRに加えるパルス電圧を変化させることにより、発生した光電子をゲート電極IG下に蓄積するか、ドレインに排出するかの制御を行う。これにより4点サンプリングのうちの1点のサンプリング点の信号が得られることになる

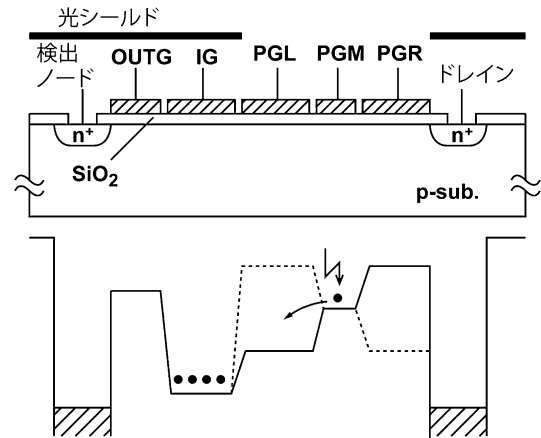


図5 1タップ型ロックインピクセルの断面構造と動作.

が、他の3つのサンプリング点では電荷をドレインに排出する。このような動作により時系列的に、 a_0, a_1, a_2, a_3 に対応する信号を獲得し、受信した変調光の位相を計算する。このような方式により 64×25 画素、画素サイズ $65 \mu\text{m} \times 21 \mu\text{m}$ のTOF距離画像センサーが試作されており、画素あたりの光パワーが 2.5 pW の場合で 20 MHz の変調周波数を用いて、約 2 cm の距離分解能が得られている⁵⁾。より実用的なセンサーとして、2-tapのロックインピクセルを用い、 $0.6 \mu\text{m}$ のルールを用いて画素数 176×144 、画素サイズ $40 \mu\text{m} \times 40 \mu\text{m}$ のTOF距離画像センサーが開発されている⁶⁾。2-tapのロックインピクセルは、図5においてドレインをなくし、PGRの右側にもIG, OUTG, センスノードを設けて左右対称な構造としたものである。 1.2 m の距離で、分解能 5 mm が得られている。

一般的なイメージセンサーではCCDからCMOSイメージセンサーへの置き換えが急速に進んでいるが、TOF距離画像センサーについてもCMOS技術での実現例が数多く報告されるようになってきた。図6は、CMOSの構造上の特徴を有効に利用して実現されたCMOS-TOF距離画像センサーの画素構成を示している⁷⁾。同図(b)の断面構造に示すように、本来素子分離に利用するための領域であるフィールド酸化膜上に単層電極を3枚並べた構造を作り、1枚のマスク追加により埋め込みnチャネルを形成することで、低い駆動電圧で十分なフリンジング電界を発生させている。また、電荷蓄積は、浮遊拡散層(FD1, FD2)においてなされる。浮遊拡散層での電荷蓄積は、リセットノイズ(kTCノイズともよばれる)や暗電流ノイズの影響を受ける。その距離分解能に対する影響については、後述する。図6のロックインピクセルでは、(a)の平面構造に示すように上下方向に電荷排出ゲート(TXD)を設け、高速に電荷排出ができる構造とし、短いデューティー比の光パ

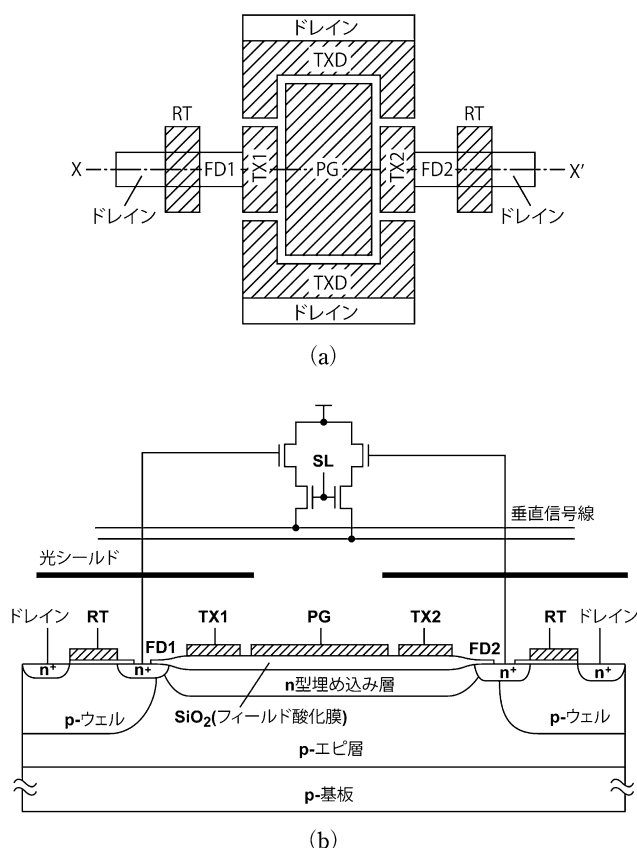


図6 フィールド酸化膜下の埋め込みチャネルを用いた CMOS ロックインピクセル. (a) 平面構造, (b) X-X' 方向の断面構造.

ルスにより距離計測を行う⁷⁾. 図7に示すように, 光パルスの受信のタイミングにあわせて TX1, TX2 ゲートに交互に正負の電圧を与えて動作させ, PG (フォトゲート) 下で発生した光電子を右側と左側の浮遊拡散層 (FD1, FD2) に交互に転送する. 光パルスが到来していないタイミングでは, 電荷排出ゲート (TXD) により, 背景光で発生した電荷を排出している. これによって, 同じ発光パワーに対して短い期間に光パルスのエネルギーが集中し, その期間

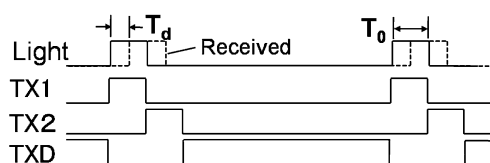


図7 短デューティ受信光と画素駆動パルス.

以外では背景光による電荷を排出できるので, 背景光の影響を軽減するのに効果がある. 浮遊拡散層に蓄積された電荷は, 寄生する静電容量により電圧の変化に変換され, 一般的な CMOS イメージセンサーと同様, ソースフォロワーアンプを介して画素アレイの外部に読み出される. このようなロックインピクセルを用いて, 画素数 320×240 , 画素サイズ $15 \mu\text{m} \times 15 \mu\text{m}$ の CMOS-TOF 距離画像センサーが試作されている. 25 ns のパルス幅に光パルスを用いた場合, 30 frames/s, 信号電圧 1 V において, 約 5 mm 距離分解能が得られている. また, 10 回の平均化により 3 frames/s としたときには, 2 mm 以下の距離分解能が得られている.

最近の開発動向として, CMOS 技術に基づき, より構造を単純化したロックインピクセルの開発が進められている. 2 枚の単層電極から構成されるロックインピクセルは, PMD (photo mixing device) とよばれ, 2-tap のロックインピクセルとしては最も簡単な構成の素子である. 204×204 画素からなる距離画像センサーが開発され, 実用化されている^{*1}. 図8(a)は, 2層の単層電極の下の一部に埋め込みチャネルを形成した 2-tap のロックインピクセルを示している. 表面に p-層を形成し, ゲート電極の一部を埋め込みチャネル上に形成することで, 巧妙にポテンシャルバリアーの形成と, 検出ノードへの転送の制御を行っている⁸⁾.

CMOS イメージセンサーに用いられる埋め込みフォト

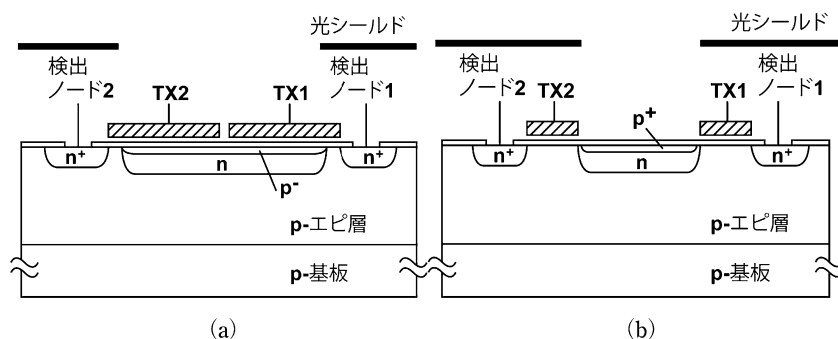


図8 埋め込みフォトダイオードを用いた CMOS ロックインピクセル. (a) photogate 埋め込みチャネル型, (b) pinned photodiode 型.

^{*1} <http://www.youtube.com/user/PMDTec>

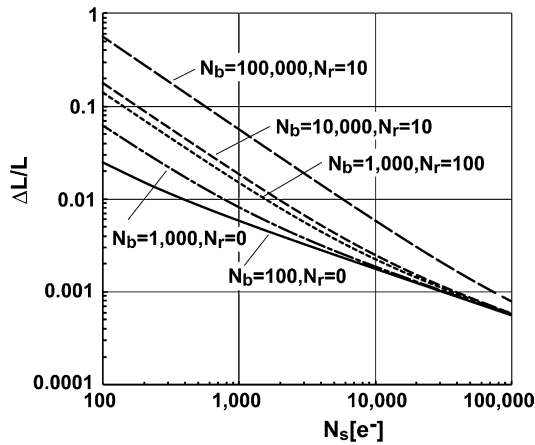


図9 信号電子数に対する距離分解能.

ダイオード (pinned photodiode) を基本構造としたロックインピクセルが数多く報告されるようになってきた^{9,10)}. 図8(b)は埋め込みフォトダイオードを用いた2-tapのロックインピクセルの断面構造を示している. ゲート駆動電圧が低いと, 転送ゲート端に小さい電位障壁ができやすく高速動作の妨げになるため, 電位障壁をなくするための精密なデバイス設計が必要になる.

間接TOF計測法による距離画像センサーの距離分解能は, ノイズによる揺らぎによって決まり, 例えば正弦波変調光を用いた4点サンプリング法では, 式(1)に対する標準偏差を求める次式によって計算することができる.

$$\Delta L = \sqrt{\sum_{i=0}^3 \left(\frac{\partial L}{\partial a_i} \right)^2} a_i \quad (2)$$

ここで, $L = ct_d/2 = c\phi/4\pi f_m$ である. 式(2)に式(1)を用い, 図4に示したオフセット B と信号振幅 A を用いて, 次式が得られる.

$$\Delta L = \frac{L}{\sqrt{8}} \cdot \frac{\sqrt{B}}{A} \quad (3)$$

この式は, 信号 A とそのオフセットに起因するノイズ $\sqrt{B}$ との比により距離分解能が決まると解釈することができる. 信号電子の数を N_s として $A = 2N_s$, 信号電子に含まれるショットノイズ $\sqrt{N_s}$, 背景光によって生じたオフセット電子 (電子数を N_b とする) によるショットノイズ $\sqrt{N_b}$ やセンサーの読み出しノイズ (等価ノイズ電子数 N_r) によるトータルのノイズが $\sqrt{B}$, すなわち $\sqrt{B} = \sqrt{N_s + N_b + N_r^2}$ であるとして, 式(3)により, 信号電子数に対する距離分解能の依存性, 背景光や読み出しノイズの影響を計算することができる. 図9はその計算例を示す. 10万個の信号電子を蓄積できれば, 等量の背景光によるオフセット電荷があっても, 計測距離の1000分の1以下の距離分解能が得られる. 例えば, 5 m の計測距離に対して 5 mm 以下の分

解能に相当する. ただし, 信号電子, 背景光によるオフセット電子を加えた数の電子を蓄積できるだけの電荷蓄積容量が必要である. 信号電子が少ない場合には, 背景光電子, 読み出しノイズの影響が大きい. 図5に示したCCD型の構造の場合, 電荷蓄積部 (IG) と検出部 (FD) が分離しているため, 信号読み出しの際, 蓄積部から検出部への電荷転送と相関二重サンプリングCDS (correlated double sampling) によりリセットノイズが除去できるが, 図6や図8のCMOS型は蓄積部と検出部が共通であるため, 一般的な読み出し動作ではリセットノイズが除去できず, 読み出しノイズが大きくなる. リセットノイズによる等価ノイズ電子数 N_{reset} は, 次式で与えられる.

$$N_{\text{reset}} = \sqrt{2 \frac{V_{\text{th}}}{V_s} N_{\text{well}}} \quad (4)$$

ここで, V_{th} は熱電位 (常温で 26 mV), V_s は最大信号電圧, N_{well} は電荷蓄積部の最大蓄積電子数である. 例えば, $V_s = 1[\text{V}]$, $N_{\text{well}} = 200,000$ の場合, N_{well} は常温で約 100 電子である. なお, 式(4)の平方根の中の2は, 信号読み出し時に画素内のアンプの特性ばらつきによる固定パターンノイズをキャンセルするため, ノイズキャンセル動作に伴って増えるファクターである.

CMOS技術を用いたTOF距離画像センサーにおいて読み出し時のリセットノイズをキャンセルするためには, CCDの場合と同様に電荷蓄積部と電荷検出部 (浮遊拡散層) を分離し, 電荷転送を伴う読み出し動作が必要になるが, これを可能とする埋め込みフォトダイオードを用いたロックインピクセルも開発されている⁹⁾.

3. 応 用

CMOS-TOF距離画像センサーは全電子式で構成でき, 光源もLEDが使用できるなど低コスト, 取り扱いの簡便さ等の利点があり, 多方面への応用が期待されている. 三次元形状認識による三次元マウス, ジェスチャー認識, ゲーム等のアミューズメント機器, バーチャルキーボード等情報入力装置への応用や, 建物の出入り口での入退出者のカウント, 侵入者の検出, 駅のプラットフォームの安全柵に設けた自動開閉扉の監視等サーベイランスカメラ, 監視カメラとしての応用, さらに車載用カメラとしても多くの用途で応用が期待されている. ただし, 車載カメラのように屋外で使用する用途では, 晴天時の太陽光の強度に打ち勝ちながら, 十分な測定距離範囲に対し, 精度と信頼性を確保することが課題となっている.

本稿では、TOF 距離画像センサーについて、直接 TOF 計測法、間接 TOF 計測法の代表的な方式を紹介し、その動作原理や特徴について解説した。間接 TOF 計測法による距離画像センサーについては、欧州、米国のベンチャー企業による製品化が進んでいる。屋外での使用における晴天時太陽光に対する対策など、用途によっては克服すべき課題もあるが、全電子式により低コスト・コンパクトなレンジカメラが実現でき、テクスチャーのない対象物でも計測できるなど利点の多い計測手法であるため、応用分野は今後いっそう拡大するものと思われる。太陽光等の環境光に対する高い耐性、ダイナミックレンジの拡大、サブミリメートルの距離分解能の実現等、さらなる高性能化のための研究開発の課題も多く、今後の発展に期待したい。

文 献

- 1) C. Niclass, A. Rochas, P.-A. Besse and E. Charbon: "Design and characterization of a CMOS 3-D image sensor based on single photon Avalanche diodes," *IEEE J. Solid-State Circ.*, **40** (2005) 1847-1854.
- 2) C. Niclass, C. Favi, T. Kluter, M. Gersbach and E. Charbon: "A 128×128 single-photon image sensor with column-level 10-Bit time-to-digital converter array," *IEEE J. Solid-State Circ.*, **43** (2008) 2977-2989.
- 3) T. Spirig, P. Seitz, O. Vietze and F. Heitger: "The lock-in CCD — Two dimensional synchronous detection of light," *IEEE J. Quantum Electron.*, **31** (1995) 1705-1708.
- 4) R. Miyagawa and T. Kanade: "CCD-based range-finding sensor," *IEEE Trans. ED*, **44** (1997) 1648-1652.
- 5) R. Lange and P. Seitz: "Solid-state time-of-flight range camera," *IEEE J. Quantum Electron.*, **37** (2001) 390-397.
- 6) B. Buttgen, T. Oggier, M. Lehmann, R. Kaufmann, S. Neukom, M. Richter, M. Schweizer, D. Beyler, R. Cook, C. Gimkiewicz, C. Urban, F. Metzler, P. Seitz and F. Lustenberger: "High-speed and high-sensitive demodulation pixel for 3D imaging," *Proc. SPIE*, **6056** (2006) 22-33.
- 7) S. Kawahito, I. A. Halin, T. Ushinaga, T. Sawada, M. Homma and Y. Maeda: "A CMOS time-of-flight range image sensor with gates-on-field-oxide structure," *IEEE Sens. J.*, **7** (2007) 1578-1586.
- 8) D. Stoppa, N. Massari, L. Pancheri, M. Malfatti, M. Perenzoni and L. Gonzo: "A range image sensor based on $10\text{-}\mu\text{m}$ lock-in pixels in $0.18\text{ }\mu\text{m}$ CMOS imaging technology," *IEEE J. Solid-State Circ.*, **46** (2011) 248-258.
- 9) H. J. Yoon, S. Itoh and S. Kawahito: "A CMOS image sensor with in-pixel two-stage charge transfer for fluorescence lifetime imaging," *IEEE Trans. Electron Devices*, **56** (2009) 214-221.
- 10) S. J. Kim, S. W. Han, B. Kang, K. Lee, D. K. Kim and C. Y. Kim: "A three-dimensional time-of-flight CMOS image sensor with pinned-photodiode pixel structure," *IEEE Electron Device Lett.*, **31** (2010) 1272-1274.

(2012 年 3 月 28 日受理)